

⑨日本国特許庁
公開特許公報

⑩特許出願公開
昭54-20756

⑪Int. Cl.
G 01 D 5/243
G 01 K 1/02
G 08 C 19/12

識別記号
105 A 532
105 A 53
111 E 0

⑫日本分類
105 A 532
105 A 53
111 E 0

⑬内整理番号
6360-2F
7269-2F
6533-2F

⑭公開 昭和54年(1979)2月16日
発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑮遠隔温度測定装置

⑯特 願 昭52-84691

⑰出 願 昭52(1977)7月15日

⑱發明者 山下聖八郎
大阪市此花区島屋1丁目1番3
号 住友電気工業株式会社大阪
製作所内

⑲發明者 池田純一

大阪市此花区島屋1丁目1番3
号 住友電気工業株式会社大阪
製作所内

⑳出願人 住友電気工業株式会社

大阪市東区北浜5丁目15番地

㉑代理人 弁理士 玉虫久五郎

明細書

1.発明の名称 遠隔温度測定装置

2.特許請求の範囲

測定対象物の温度に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路と、該制御電圧発生回路の制御電圧に比例した発振周波数を出力する電圧制御形発振器とからなる送信装置と、該送信装置からの受信周波数に比例した直流電圧を出力する受信装置とを具備したことを特徴とする遠隔温度測定装置。

3.発明の詳細な説明

本発明は、遠隔温度測定装置に関するものである。

一般に遠隔測定は、測定の対象から遠く離れた地点に測定の結果を伝達し、そこで指示や記録を行なうものであり、測定装置は測定部を信号に変換して送出する送信装置と、これを受けて指示、記録あるいは情報処理装置に導く受信装置と、及び両者をおよび送信路からなっている。遠隔測定を

容易にする条件の一つに前述送信装置の小型化が考えられるが、従来の遠隔温度測定装置の送信装置は大型で、温度を検知する部分と得られた測定値を送信する部分が分離したものであつた。また装置の構成が複雑で高価である欠点もあつた。

本発明は前述の従来の欠点を改善したものであり、その目的は、測定装置自体を小型化し、且つ容易に遠隔温度計測が可能で低廉な遠隔温度測定装置を提供するものである。以下実施例について詳細に説明する。

第1図及び第2図は本発明の実施例の説明図であり、第1図は送信装置のプロック図、第2図は受信装置のプロック図である。

第1図に於いて、送信装置TSは測定対象物のBTの温度を検知する熱電素子SNSと、該熱電素子SNSの出力に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路CDCと、該制御電圧発生回路CDCの制御電圧に比例した発振周波数を出力する電圧制御形発振器VCOとから構成され、測定対象物BTの温度に比例した発振周波数が得られるものであ

特開昭54-20156(2)

る。なお、感温素子SNSには温度により抵抗が変化するサーミスター、白金抵抗体等が一般に使用される。

第2回に於いて、受電装置KSは送電装置TSから伝送されてきた信号を増幅する前段増幅器AMPと、該前段増幅器AMPの出力信号に含まれる不要周波数帯域を除去する帯域通過フィルタBPFと、信号レベルを均一にするリミッタ回路LITと、該リミッタ回路LITの出力信号の周波数に比例して出力信号レベルが変化するスロープフィルタSLFと、該スロープフィルタSLFの出力信号を検出する検波器DETとから構成され、送電装置TSの発振周波数に比例した出力電圧が得られるものである。

即ち、送電装置TSと受電装置KSとを伝送路で接続することにより、測定対象物OHTの温度に比例した出力電圧が受電装置RSの出力端子E_oに得られるものであり、前述伝送路として有線又は無線を使用すれば容易に温度の遠隔計測を行なうことが可能である。

抵抗R₃の抵抗値を適当に設定することで、ほぼ直線性のある温度特性を示し次式に示すものとなる。

$$R_{110} = R_{1m} [1 - \alpha_1 (T - T_0)] \quad \dots (2)$$

ここで、R₁₁₀は基準温度T₀に於けるサーミスターR_tと抵抗R₃との並列抵抗値、α₁は定数、Tは測定温度である。

したがつて制御電圧発生回路CDCの出力電圧V_rは式(1)、(2)より次式(3)に示すものとなり、出力電圧V_rの温度特性はほぼ直線性を有するものとなる。

$$V_r = \left[\frac{R_3 + R_t}{R_3} + \frac{R_{110}}{R_3} [1 - \alpha_1 (T - T_0)] \right] \cdot V_o \quad \dots (3)$$

$$= V_o [1 - \alpha (T - T_0)] \quad \dots (3)$$

$$\text{ただし } V_o = \frac{R_3 + R_t + R_{110}}{R_3} \cdot V_b$$

$$\alpha = \frac{R_{110}}{R_3 + R_t + R_{110}} \cdot \alpha_1$$

ここで、V_bは基準温度T₀に於ける出力電圧、α、α₁

は第3回に於いて、端子E_oに直流定電圧を加えると、ツエナダイオードD₁のツエナ電圧により出力端子E_oには、抵抗R₃～R_tとサーミスターR_tよりなるブリッタ抵抗の値で定まる次式(4)に示す直流電圧V_rが出力端子E_oに得られる。

$$V_r = \frac{R_3 + R_t + R_{110}}{R_3} \cdot V_b \quad \dots (4)$$

$$\text{ただし } R_{110} = \frac{R_t \cdot R_3}{R_t + R_3}$$

ここで、R₁₁₀はサーミスターR_tと抵抗R₃の並列抵抗値、R_tは温度により変化するサーミスターR_tの抵抗値、R₃はサーミスターR_tの非直線性を補償するための並列抵抗R₃の抵抗値、R₃及びR_tは出力電圧の温度特性を調整するための並列抵抗R₃、R_tの抵抗値、V_bはツエナダイオードD₁のツエナ電圧である。

またサーミスターR_tと抵抗R₃の並列抵抗R₁₁₀は、

は定数である。

なお、第3回の制御電圧発生回路CDCでは、感温素子のサーミスターR_tを使用した構成としたが、他の構成として熱電対等の温度一電圧変換器を使用した構成も可能である。

第4回は電圧制御形発振器VCOの一構成例であり、Q₁はトランジスタ、R₆～R₁₀は抵抗、C₆～C₁₀はコンデンサ、L₁、L₂はコイル、D₁はパラクタダイオード、E₁は制御電圧端子、E₂は出力端子、E₃は動作電圧端子である。

第4回に於いて、コンデンサC₁、C₂、パラクタダイオードD₁及びコイルL₁よりなる共振回路は、パラクタダイオードD₁の容量が制御電圧端子E₁に加わる制御電圧により例えば第5回に示すように容量が変化するので、共振回路の共振周波数が変化し、したがつて電圧制御形発振器VCOの発振周波数は例えば第6回のように変化する。電圧制御形発振器VCOの発振周波数fの電圧特性は一般に次式(4)に示すものとなり、発振周波数fの電圧特性はほぼ直線性を有するものとなる。

$$f = f_0 + 1 + \beta (V_T - V_0) \quad \cdots (4)$$

ここで、 f_0 は基準制御電圧 V_0 に於ける周波数、 β は定数、 V_T は制御電圧である。

第1 図の送電装置 TS を第3 図の制御電圧発生回路 CDC と第4 図の電圧制御形発振器 VCO から構成したときの送電装置 TS の出力周波数 f と測定温度 T との関係式は、式(3), (4) より次式(5)で示すものとなる。

$$f = f_0 + 1 + \beta \cdot \alpha V_0 \cdot (T - T_0) \quad \cdots (5)$$

即ち、送電装置 TS の出力周波数 f は測定温度 T に比例し、且つ直線性を有している。

ところで、送電装置 TS の出力周波数 f は受電装置 RS 領域での分解能を高めるため、ある程度周波数範囲が広いことが必要である。しかしこの周波数の可変範囲は、第4 図の電圧制御形発振器 VCO に加わる制御電圧の可変範囲により決定されるものであり、即ち、制御電圧発生回路 CDC の出力制御電圧の特性により決定される。したがって制御電圧発生回路 CDC の出力制御電圧の温度勾配

電圧制御発振器 VCO の所要入力電圧 V_1 を得たいので、^{1/2} 差動増幅器の増幅率を α 、基準電圧を V_0 とすれば

$$V_1 = \alpha \cdot (V_0 - V_2) \quad \cdots (6)$$

が成り立ち、式(6), (7), (8) 上り必要な差動増幅器の増幅率 α と基準電圧 V_0 の値は次式(9), (10) で示すものとなる。

$$\alpha = \frac{b \cdot V_{00}}{a \cdot V_{10}} \quad \cdots (9)$$

$$V_0 = V_{10} \left(1 - \frac{b}{a} \right) \quad \cdots (10)$$

このような増幅率 α と基準電圧 V_0 を備えた差動増幅器を制御電圧発生回路 CDC と電圧制御形発振器 VCO との間に接続することにより、電圧制御形発振器 VCO に所要の制御電圧が得られるものである。

受電装置 RS に於けるスロープフィルタ SLP は既述は第7 図に示すような傾斜特性をもつたフィルタで構成され、入力信号の周波数に比例した出力信号レベルが得られる。スロープフィルタ SLP

がゆるやかなときには、電圧制御形発振器 VCO の出力周波数範囲は狭いものとなる。このような場合には、増幅器を用いて制御電圧発生回路 CDC の出力制御電圧を增幅して急峻な特性とし、電圧制御形発振器 VCO の所要の制御電圧を得ることができる。

例えば制御電圧発生回路 CDC の出力電圧 V_1 の直線特性が次式(6)で表わされ、電圧制御形発振器 VCO の所要入力電圧 V_1 の直線特性が次式(7)で表わされるとする。

$$V_1 = V_{10} (1 - \alpha (T - T_0)) \quad \cdots (6)$$

$$V_1 = V_{00} (1 - \beta (T - T_0)) \quad \cdots (7)$$

ここで、 V_{10} は制御電圧発生回路 CDC の基準温度 T_0 に於ける出力電圧、 V_{00} は電圧制御形発振器 VCO の基準温度 T_0 に於ける所要入力電圧、 α , β は定数、 T は測定対象物温度である。

また前記增幅器として差動増幅器を使用した場合、差動増幅器の入力に前記(6)式の制御電圧発生回路 CDC の出力電圧 V_1 を加え、出力として前記(7)式の電

の出力は後段の検波器 DET で検波され、周波数に比例した直流電圧が得られることになる。またスロープフィルタ SLP と検波器 DET とを適切の周波数並別回路により構成することもできる。

受電装置 RS に於いて受信信号周波数 f とその出力電圧 V_x との関係式はスロープフィルタ SLP の特性から決定され、次式(11)に示すものとなる。

$$V_x = V_{x0} (1 + r (f - f_0)) \quad \cdots (11)$$

ここで、 V_{x0} は基準入力周波数 f_0 に於ける出力電圧、 r はスロープフィルタ SLP の減衰特性直線の傾きである。

式(11)から明らかな如く、受電装置 RS に於いて出力電圧 V_x は受信信号周波数 f に比例し、且つその特性は直線性を有するものとなる。

したがって前記(5)式に示した送電装置 TS の出力周波数 f を前記(11)式の特性をもつたスロープフィルタ SLP を有する受電装置 RS で受信したときの、受電装置 RS の出力電圧 V_x と測定温度との関係は、式(5), (11)より次式(12)に示すものとなる。

$$\begin{aligned} V_x &= V_{x0} [1 - \gamma \cdot \beta f_0 \cdot \alpha V_0 (T - T_0)] \\ &= V_{x0} [1 - \delta \cdot (T - T_0)] \quad \cdots (12) \end{aligned}$$

ただし $\delta = \gamma \cdot \beta f_0 \cdot \alpha V_0$

即ち、受電装置 RS の出力電圧 V_x は測定対象物 OBT の測定温度 T に比例し、且つ直線性を有するものとなり、受電装置 RS に於ける出力電圧 V_x の温度勾配 δ は、前記電圧発生回路 CDC の電圧-温度勾配 αV と電圧制御形発振器 VCO の周波数-電圧勾配 βf_0 とスロープフィルタ SLF の放電特性電流の傾き γ との積になる。

第 8 図及び第 9 図は電圧制御形発振器 VCO の検査を温度測定と並行して行なう回路構成としたものであり、それぞれ整部回路を示している。

第 8 図においては、電圧制御形発振器 VCO への前記電圧として、前記電圧発生回路 CDC の出力と定電圧源 SE の一定出力とをスイッチ SW で周期的に切換えることにより、又第 9 図に於いては、電圧制御形発振器 VCO の共振回路を構成するパラクタダイオード D_1 を含むキャパシタス素子をスイ

用の構造を設置すると、電力ケーブルから伝送線路に放電が生じ、電力ケーブルの絶縁が破壊される等の不都合が起こるが、本発明に於いては送電装置と受電装置とを無線で接続する構成にすれば、このような不都合はなく容易に遠隔温度測定が可能となる。また温度測定と得られた測定値の受電装置側への送信が送電装置内に 1 つにまとめられており、且つ小型であるので、例えば現場計測器に於いては非常に有用である。さらに本発明の構成から明らかかな如く、構成が簡単であり低廉な遠隔温度測定装置を提供できるものである。

4. 四面の簡単な説明

第 1 図及び第 2 図は本発明の実施例のブロック図、第 3 図は測定電圧発生回路の一構成例、第 4 図は電圧制御形発振器の一構成例、第 5 図はパラクタダイオードの電圧-容量特性図、第 6 図は第 4 図の入出力特性図、第 7 図はスロープフィルタの放電特性図、第 8 図及び第 9 図は電圧制御形発振器の検査回路のそれぞれ異なる構成例である。

OBT は測定対象物、CDC は測定電圧発生回路、

スイッチ SW で周期的に固定キャパシタス素子のコンデンサ C_3 に切換えることにより、電圧制御形発振器 VCO の共振周波数をあらかじめ設定した値と測定温度に対応する値とに交互に周期的に切換えることにより、温度測定と並行して電圧制御形発振器 VCO の検査を行なうことが可能である。なおスイッチ SW の切換元はトランジスタ、スイッチングダイオード等でも行なうことができる。

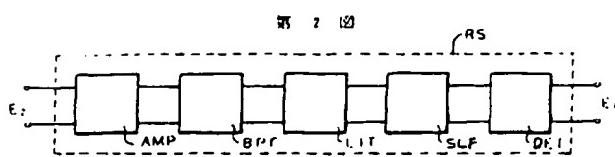
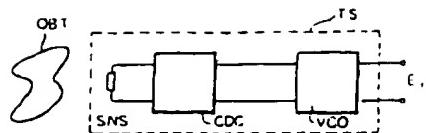
以上説明した如く、本発明は測定対象物の温度にはば直線的に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路と、該制御電圧発生回路の直流出力電圧にはば直線的に比例した周波数で発振する電圧制御形発振器とからなる送電装置及び、該送電装置の出力信号を受信し、該受信周波数にはば直線的に比例した出力電圧を出力する受電装置とから構成されることを特徴とする遠隔温度測定装置であり、送電装置と受電装置とを有線又は無線で接続することにより容易に温度の遠隔計測が可能となる。例えば、電力ケーブルの被覆の表面温度を測定する場合には、電力ケーブルの付近に信号伝送

VCO は電圧制御形発振器、AMP は前段增幅器、BPF は帯域通過フィルタ、LIT はリミッタ回路、SLF はスロープフィルタ、DET は検波器、 $Q_1 \sim Q_4$ はトランジスタ、 D_1 はフェナダイオード、 D_2 はパラクタダイオード、 $C_1 \sim C_{12}$ 、 C_3 はコンデンサ、 $R_1 \sim R_{10}$ は抵抗、 L_1 、 L_2 はコイル、 R_L はサーミスター、SE は定電圧源である。

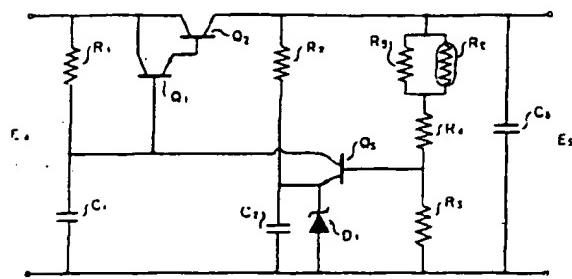
特許出願人 住友電気工業株式会社

代理人 弁護士 玉山久五郎

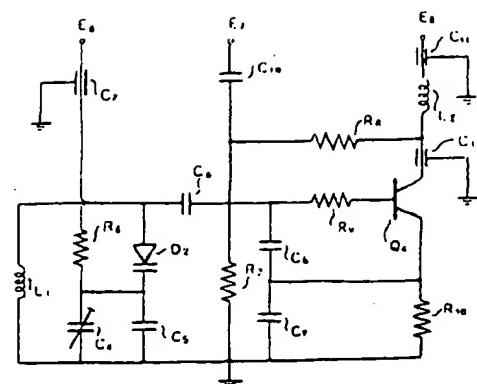
第1図



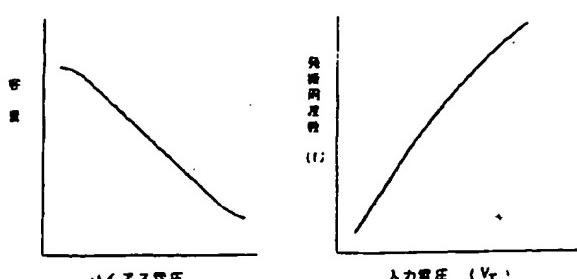
第3図



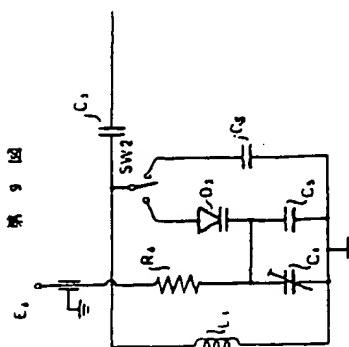
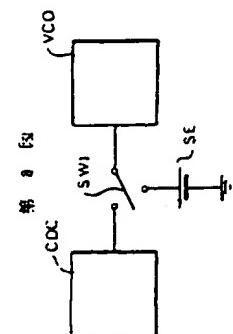
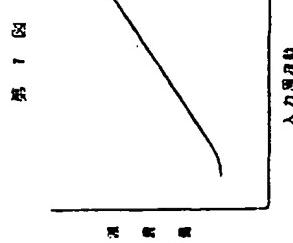
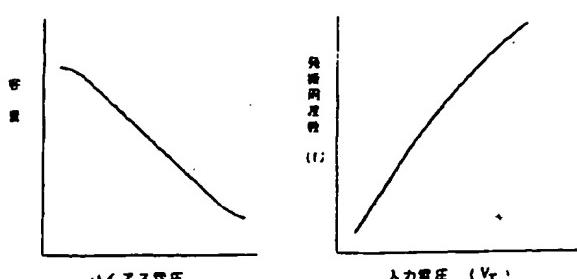
第4図



第5図



第6図



[English translation of Japanese Patent Application Laid-Open
Gazette No. Sho 54-20756 (Application No. Sho 52-84691)]

What is claimed is:

1. A remote temperature measuring device which comprises;

a transmitter constituted by a control voltage generating circuit for generating a DC voltage in proportion to the temperature of an object to be measured, and a voltage-control type oscillator for generating an oscillating frequency in proportion to the control voltage generated from the control voltage generating circuit; and

a receiver for generating a DC voltage in proportion to the input frequency delivered from the transmitter.